

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2005年10月6日 (06.10.2005)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2005/093979 A1

(51) 国際特許分類:

H04J 11/00

(HZUKA, Katsumi). 佐々木亮 (SASAKI, Makoto). 橋貴志 (ENOKI, Takashi).

(21) 国際出願番号:

PCT/JP2005/005237

(74) 代理人: 鷲田 公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒2060034 東京都多摩市鶴牧1丁目24-1 新都市センタービル5階 Tokyo (JP).

(22) 国際出願日:

2005年3月23日 (23.03.2005)

日本語

日本語

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(25) 国際出願の言語:

日本語

日本語

(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA,

(26) 国際公開の言語:

日本語

(30) 優先権データ:  
特願2004-089726 2004年3月25日 (25.03.2004) JP

(71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).

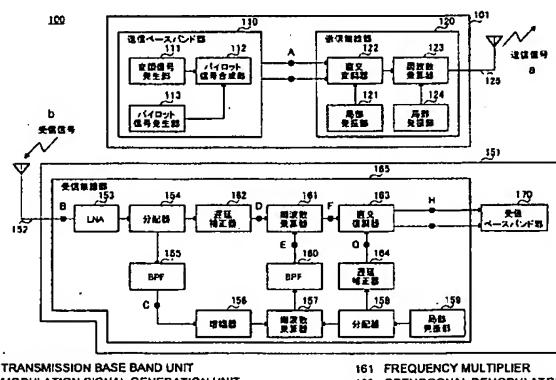
(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 飯塙 力巳

/統葉有/

(54) Title: RADIO SYSTEM AND RADIO COMMUNICATION DEVICE

(54) 発明の名称: 無線システムおよび無線通信装置



- |     |                                   |     |                          |
|-----|-----------------------------------|-----|--------------------------|
| 110 | TRANSMISSION BASE BAND UNIT       | 161 | FREQUENCY MULTIPLIER     |
| 111 | MODULATION SIGNAL GENERATION UNIT | 162 | ORTHOGONAL DEMODULATOR   |
| 112 | PILOT SIGNAL SYNTHESIS UNIT       | 170 | RECEPTION BASE BAND UNIT |
| 113 | PILOT SIGNAL GENERATION UNIT      | 164 | DELAY CORRECTION UNIT    |
| 120 | TRANSMISSION RADIO UNIT           | 156 | MULTIPLIER               |
| 122 | ORTHOGONAL MODULATOR              | 157 | FREQUENCY MULTIPLIER     |
| 123 | FREQUENCY MULTIPLIER              | 158 | DIVIDER                  |
| 121 | LOCAL OSCILLATOR                  | 159 | LOCAL OSCILLATOR         |
| 124 | LOCAL OSCILLATOR                  |     |                          |
| a   | TRANSMISSION SIGNAL               |     |                          |
| b   | RECEPTION SIGNAL                  |     |                          |
| 155 | RECEPTION RADIO UNIT              |     |                          |
| 154 | DIVIDER                           |     |                          |
| 156 | DELAY CORRECTION UNIT             |     |                          |

(57) Abstract: There are provided a radio system and a radio communication device capable of removing a phase noise superimposed on a reception signal and a phase noise generated in the system of a reception radio unit. In this system, a radio transmission device (101) transmits a multiplex signal multiplexed so that a pilot signal is placed on the center frequency. A radio reception device (151) frequency-multiplies a reception signal by a pilot signal having the same frequency error and phase noise as the reception signal, and frequency-multiplies the phase noise contained in a local oscillation signal used when subjecting the reception signal to frequency conversion, by using the signal having the same phase noise. Thus, it is possible to remove the frequency error and phase noise contained in the reception signal and the phase noise in the reception system.

/統葉有/

WO 2005/093979 A1



SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ヨーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TI, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:  
— 國際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイドンスノート」を参照。

---

(57) 要約: 受信信号に重複された位相雑音を除去するとともに、受信無線部の系内で生じる位相雑音も除去する無線システムおよび無線通信装置。このシステムでは、無線送信装置（101）が、中心周波数にパイロット信号が載るように多重された多重信号を送信する。そして無線受信装置（151）が、受信信号をその受信信号と同一の周波数誤差と位相雑音を持つパイロット信号で周波数乗算し、かつ、その受信信号を周波数変換する際に用いる局部発振信号に含まれる位相雑音についても同じ位相雑音を持つ信号を用いて周波数乗算する。そのため、受信信号に含まれる周波数誤差および位相雑音並びに受信系内における位相雑音を除去することができる。

## 明 細 書

## 無線システムおよび無線通信装置

## 技術分野

- [0001] 本発明は、無線システムおよび無線通信装置に関し、特に位相雑音特性に優れた無線システムおよび無線通信装置に関する。

## 背景技術

- [0002] 従来より、位相雑音特性に優れた無線システムを提供するために様々な方策が採られている。この従来の位相雑音特性に優れた無線システムの一例が、特許文献1に記載されている。この無線システムでは、位相雑音特性を改善するために、図10に示すローカル・ノイズ・キャンセラを具備している。

- [0003] このローカル・ノイズ・キャンセラの動作を、図10および図11を参照して説明する。図11は、図10に示すローカル・ノイズ・キャンセラの各構成部分の周波数特性を示す特性図である。

- [0004] 入力信号は、図11Aに示すように、変調されたIF信号(BST-OFDM)とパイロット・キャリア(PILOT)とが多重化されており、入力位相雑音(太斜め線部分)が重畠されているものとする。

- [0005] ここで、入力パイロット・キャリアの周波数を $f_{PLT}$ 、入力信号の周波数を $f_{sig}$ とし、入力位相雑音を $\theta(t)$ とすると、 $f_{PLT}$ および $f_{sig}$ には、入力位相雑音 $\theta(t)$ が重畠されているので、次のように示される。

$$f_{PLT} \angle \theta(t)$$

$$f_{sig} \angle \theta(t)$$

- [0006] そして、入力信号Aは、分配器50で分配され、一方がパイロットブランチ、他方がシグナルブランチへと出力される。パイロットブランチでは、分配器50で分配された一方の信号が、帯域通過フィルタ51で帯域制限されて、パイロット・キャリア成分のみが通過して抽出され、更にリミタ増幅器52でリミタ増幅される。

- [0007] この時、帯域通過フィルタ51からの出力信号Bおよびリミタ増幅器52からの出力信号Cの周波数特性は、図11B・Cに示すように、IF信号成分は除去され、パイロット・

キャリア成分とそれに重畠された入力位相雑音  $\theta(t)$  のみになる。

- [0008] この時、帯域通過フィルタ51では、遅延が発生し、この遅延時間を  $\tau_{BPF1}$  とすると、入力パイロット・キャリア周波数  $f_{PLT}$  には、 $\tau_{BPF1}$  だけ遅延した入力位相雑音  $\theta(t - \tau_{BPF1})$  が重畠されているので、次のように示される。

$$f_{PLT} \angle \theta(t - \tau_{BPF1})$$

- [0009] 一方、シグナルブランチでは、局部発振器60から局部発振信号Dが出力される。ここで、局部発振器60から出力される局部発振信号Dの周波数特性は、図11Dに示すように、局部発振周波数(LO)の信号と、それに重畠された系内局発位相雑音である。

- [0010] ここで、系内の局部発振信号周波数を  $f_{LO}$  とし、系内の局部発振信号位相雑音を  $\phi(t)$  とすると、系内の局部発振信号周波数  $f_{LO}$  には、系内の局部発振信号位相雑音  $\phi(t)$  が重畠されているので、次のように示される。

$$f_{LO} \angle \phi(t)$$

- [0011] そして、シグナルブランチでは、分配器50から出力された信号が、周波数変換器61において、局部発振器60からの局部発振信号Dで周波数変換されて信号Eが出力される。

- [0012] ここで、周波数変換器61から出力される信号Eの周波数特性は、図11Eに示すように、入力信号Aと局部発振信号Dとの和成分と差成分とが存在する。よって、信号Eに含まれる各信号成分と重畠される位相雑音との関係は、次のようになる。

$$f_{PLT} - f_{LO} \angle \theta(t) - \phi(t)$$

$$f_{sig} - f_{LO} \angle \theta(t) - \phi(t)$$

$$f_{PLT} + f_{LO} \angle \theta(t) + \phi(t)$$

$$f_{sig} + f_{LO} \angle \theta(t) + \phi(t)$$

- [0013] そして、周波数変換された信号Eは、帯域通過フィルタ62で差成分のみが通過するように帯域制限されているので、帯域通過フィルタ62から信号Fとして出力され、信号Fの周波数特性は、図11Fに示されるように、Eにおける和成分が除去されて差成分のみが存在する。

- [0014] この時、帯域通過フィルタ62では、遅延が発生し、この遅延時間を  $\tau_{BPF2}$  とすると、

抽出される差成分に重畠される位相雑音には、 $\tau_{BPF2}$ だけ遅延が発生し、信号Fに含まれる各信号成分と重畠される位相雑音との関係は、次のようになる。

$$f_{PLT} - f_{LO} \angle \theta(t - \tau_{BPF2}) - \phi(t - \tau_{BPF2})$$

$$f_{sig} - f_{LO} \angle \theta(t - \tau_{BPF2}) - \phi(t - \tau_{BPF2})$$

- [0015] そして、信号Fは、遅延補正器63で、パイロットブランチの帯域通過フィルタ51における遅延時間と等価になるように遅延が加えられ、信号Gとして出力される。

- [0016] ここで、帯域通過フィルタ51の遅延時間  $\tau_{BPF1}$  に対して、帯域通過フィルタ62の遅延時間を  $\tau_{BPF2}$  とし、遅延補正器63における遅延時間を  $\Delta t$  とすると、

$$\tau_{BPF1} = \tau_{BPF2} + \Delta t$$

となるように、遅延補正器63は、信号Fに対して遅延  $\Delta t$  を加え、パイロットブランチとの遅延時間差を等価する。

- [0017] その結果、信号Gの周波数特性は変化せず、図11Gに示されるようになり、信号Gに含まれる各信号成分と重畠される位相雑音との関係は、位相雑音に遅延  $\Delta t$  が加わって次のようになる。

$$f_{PLT} - f_{LO} \angle \theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)$$

$$f_{sig} - f_{LO} \angle \theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)$$

- [0018] そして、シグナルブランチの信号Gと、上記のリミタ増幅器52から出力されるパイロットブランチの信号Cとが、周波数変換器70で周波数変換されて、信号Hとして出力される。

- [0019] ここで、周波数変換器70から出力される信号Hの周波数特性は、図11Hに示すように、信号Gと信号Cとの和成分と差成分とが存在する。よって、信号Hに含まれる各信号成分と重畠される位相雑音との関係は、次のようになる。

$$f_{PLT} - (f_{PLT} - f_{LO}) \angle \theta(t - \tau_{BPF2}) - \{\theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)\}$$

$$f_{PLT} - (f_{sig} - f_{LO}) \angle \theta(t - \tau_{BPF2}) - \{\theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)\}$$

$$f_{PLT} + (f_{PLT} - f_{LO}) \angle \theta(t - \tau_{BPF2}) + \{\theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)\}$$

$$f_{PLT} + (f_{sig} - f_{LO}) \angle \theta(t - \tau_{BPF2}) + \{\theta(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)\}$$

- [0020] ここで、上記のように遅延補正器63は、

$$\tau_{BPF1} = \tau_{BPF2} + \Delta t$$

となるように、遅延 $\Delta t$ を加えてシグナルプランチとパイロットプランチとの遅延時間差を等価するので、式を整理すると次のようになる。

$$\begin{aligned} f_{LO} &\angle \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \\ f_{LO} - (f_{sig} - f_{PLT}) &\angle \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \\ 2 \times f_{PLT} - f_{LO} &\angle 2 \times \theta(t - \tau_{BPF1}) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \\ f_{PLT} + (f_{sig} - f_{LO}) &\angle 2 \times \theta(t - \tau_{BPF1}) - \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t) \end{aligned}$$

- [0021] ここで、差成分に着目すると、出力信号成分の周波数は、入力信号の周波数に関係なく、系内の局部発振信号の周波数( $f_{LO}$ )であり、つまり一定である。また、パイロット・キャリアに着目した場合の信号のサイドバンドは、入出力で反転する。
- [0022] また、出力信号の位相雑音は、入力された位相雑音 $\theta(x)$ がキャンセルされ、代わりに系内の局部発振信号の位相雑音 $\phi(x)$ となる。つまり、系内の局部発振信号の位相雑音 $\phi(x)$ が十分小さければ、入力された信号の位相雑音は、十分軽減されて出力されることがわかる。
- [0023] そこで、周波数変換器70で周波数変換された信号Hは、帯域通過フィルタ71で、差成分のみ、且つ信号成分のみが通過するように帯域制限されて信号Iが出力され、信号Iの周波数特性は、図11Iに示されるように、Hにおける和成分及び差成分内のパイロット・キャリア成分が除去されて差成分の信号成分のみが存在し、信号Iに含まれる信号成分と重畠される位相雑音との関係は、次のようになる。

$$f_{LO} - (f_{sig} - f_{PLT}) \angle \phi(t - \tau_{BPF2} - \Delta t)$$

- [0024] 上記ローカル・ノイズ・キャンセラの周波数同期及び雑音除去の原理により、例えば入力信号に周波数偏差が生じていたとしても、局部発振器60が発生する高い周波数精度で高い安定度を持つ局部発振周波数に従う周波数の出力信号が得られるので、入力信号の周波数偏差が解消できる。
- [0025] また、出力信号の位相雑音は、入力信号に重畠されていた位相雑音 $\theta(x)$ がキャンセルされて、代わりに系内の局部発振信号の位相雑音 $\phi(x)$ のみとなるので、系内の局部発振信号の位相雑音 $\phi(x)$ が十分小さければ、入力された信号の位相雑音は、十分軽減されて出力される。

## 発明の開示

### 発明が解決しようとする課題

- [0026] しかしながら、通信に高周波帯域の信号を用いる場合には局部発振部の発振周波数も高くなるため、系内の局部発振部から生じる位相雑音も大きくなる。そのため、従来の無線システムにおいては、系内の局部発振信号の位相雑音が残留するため、系内の局部発振部から生じる位相雑音により通信品質が劣化する問題があった。
- [0027] 本発明の目的は、受信信号に重畠された位相雑音を除去するとともに、受信無線部の系内で生じる位相雑音も除去する無線システムおよび無線通信装置を提供することである。

### 課題を解決するための手段

- [0028] 本発明の無線システムは、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とを多重した無線信号を送信する送信手段を具備する無線送信装置と、前記無線信号を受信するアンテナと、前記アンテナにて受信した受信信号を2方向に分配する第1の分配手段と、前記第1の分配手段により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出する抽出手段と、局部発振信号発生手段からの局部発振信号を2方向に分配する第2の分配手段と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、前記第2の分配手段により分配された一方の局部発振信号を用いて周波数変換する第1の周波数乗算手段と、前記第1の分配手段により分配された他方の受信信号に遅延を与える第1の遅延付加手段と、前記第1の周波数乗算手段にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と前記第1の遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する第2の周波数乗算手段と、前記第2の分配手段により分配された他方の局部発振信号に遅延を与える第2の遅延付加手段と、前記第2の周波数乗算手段にて周波数乗算された後の受信信号と前記第2の遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調手段とを具備する無線受信装置とを備える構成を採る。

- [0029] 本発明の無線受信装置は、中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周

波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナと、前記アンテナにて受信した受信信号を2方向に分配する第1の分配手段と、前記第1の分配手段により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出する抽出手段と、局部発振信号発生手段からの局部発振信号を2方向に分配する第2の分配手段と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、前記第2の分配手段により分配された一方の局部発振信号を用いて周波数変換する第1の周波数乗算手段と、前記第1の分配手段により分配された他方の受信信号に遅延を与える第1の遅延付加手段と、前記第1の周波数乗算手段にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と前記第1の遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する第2の周波数乗算手段と、前記第2の分配手段により分配された他方の局部発振信号に遅延を与える第2の遅延付加手段と、前記第2の周波数乗算手段にて周波数乗算された後の受信信号と前記第2の遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調手段とを具備する構成を探る。

### 発明の効果

[0030] 本発明によれば、受信信号に重畠された位相雑音を除去するとともに、受信無線部の系内で生じる位相雑音も除去することにより、位相雑音特性を向上する無線システムおよび無線通信装置を提供することができる。

### 図面の簡単な説明

- [0031] [図1]実施の形態1に係る無線システムの構成を示すブロック図
- [図2]無線システムにおける各信号の周波数特性を示す特性図
- [図3]実施の形態2に係る無線システムの構成を示すブロック図
- [図4]実施の形態3に係る無線システムの構成を示すブロック図
- [図5]実施の形態4に係る無線システムの構成を示すブロック図
- [図6]実施の形態5に係る無線システムの構成を示すブロック図
- [図7]実施の形態6に係る無線システムの構成を示すブロック図
- [図8]実施の形態7に係る無線システムの構成を示すブロック図
- [図9]実施の形態8に係る無線システムの構成を示すブロック図

[図10]従来の無線システムが備えるローカル・ノイズ・キャンセラの構成を示すブロック図

[図11]図10のローカル・ノイズ・キャンセラの各構成部分の周波数特性を示す特性図  
発明を実施するための最良の形態

- [0032] 以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。
- [0033] (実施の形態1)
  - まず、本実施の形態に係る無線システムについて、図面を参照して説明する。
- [0034] 図1は、本実施の形態に係る無線システムの構成を示すブロック図である。図1に示すように、無線システム100は、無線送信装置101および無線受信装置151を備える。
- [0035] この無線送信装置101は、ベースバンド信号を生成する送信ベースバンド部110と、そのベースバンド信号に所定の処理を施してRF信号として送信する送信無線部120とを有する。
- [0036] この送信ベースバンド部110では、変調信号発生部111は、変調信号を発生し、パイロット信号合成部112に与える。なお、この変調信号は、周波数軸上の中心周波数部分に信号が載せられていないものであればどのような変調信号でもよく、例えば、OFDM信号やマルチキャリアのCDMA等でもよい。
- [0037] このパイロット信号合成部112は、変調信号発生部111から受け取る変調信号と、パイロット信号発生部113から受け取るパイロット信号とを合成し、送信無線部120へ与える。
- [0038] 一方、送信無線部120では、局部発振部121は、局部発振信号を発生し直交変調器122に与える。
- [0039] 直交変調器122は、局部発振部121からの局部発振信号を用いて、上記送信ベースバンド部110のパイロット信号合成部112から出力された変調信号とパイロット信号との合成信号を直交変調して、周波数乗算器123に与える。
- [0040] 周波数乗算器123は、局部発振部124から受け取る局部発振信号を用いて、直交変調器122において直交変調された信号を無線信号へと変換する。この無線信号は、アンテナ125を介して送信される。

- [0041] 一方、無線受信装置151は、受信無線部165と、受信無線部165からの信号を処理する受信ベースバンド部170を有する。
- [0042] 受信無線部165では、アンテナ152は、無線送信装置101から送信された無線信号を受信する。この受信された無線信号は、増幅器153で増幅された後、分配器154に与えられる。
- [0043] 分配器154は、増幅器153から受け取る信号を、変調信号ブランチおよびパイロットブランチという2つのルートに分配する。
- [0044] パイロットブランチでは、バンドパスフィルタ155は、分配器154にて分配された信号からパイロット信号成分のみを抽出する。この抽出されたパイロット信号成分は、増幅器156にて増幅された後、周波数乗算器157に与えられる。
- [0045] 周波数乗算器157は、局部発振部159の局部発振信号が分配器158によって分配された信号を用いて、増幅器156にて増幅された信号を周波数乗算し、バンドパスフィルタ160に与える。
- [0046] バンドパスフィルタ160は、周波数乗算器157より出力された信号から所望の周波数帯域の信号のみ抽出する。バンドパスフィルタ160により抽出された信号は、周波数乗算器161に与えられる。
- [0047] 一方、変調信号ブランチでは、遅延補正器162は、パイロットブランチを通して周波数乗算器161へ到達する信号と同期するように、分配器154から受け取る信号を遅延させて周波数乗算器161に与える。
- [0048] 周波数乗算器161は、遅延補正器162からの出力信号をバンドパスフィルタ160で抽出された信号により、周波数乗算して直交復調器163に出力する。
- [0049] 遅延補正器164は、局部発振部159の局部発振信号が分配器158によって分配された信号に所定の遅延を施して、直交復調器163に出力する。
- [0050] 直交復調器163は、周波数乗算器161からの出力信号を遅延補正器164からの出力信号によって直交復調して受信ベースバンド部170へ出力する。
- [0051] 次いで、無線システム100の動作を、図1および図2を参照して説明する。
- [0052] 図2は、無線システム100における各信号の周波数特性を示す特性図である。なお、図2A～Hは、図1において対応するアルファベットが付加された部分の信号の周

波数特性を示したものである。

[0053] 送信ベースバンド部110から出力される変調信号とパイロット信号との合成信号Aは、図2Aに示す周波数特性を持つ。なお、上述のとおり、ここでは、パイロット信号は、変調信号の周波数軸上の中心に位置するようにされている。

[0054] 合成信号Aは、送信無線部120で無線信号に周波数変換されて送信信号となり、アンテナ125から出力される。

[0055] 送信信号は、局部発振部121の局部発振信号に含まれる位相雑音を $\theta_{IFtx}$ 、局部発振部124の局部発振信号に含まれる位相雑音を $\theta_{RFtx}$ とし、送信信号の周波数を $f_{RF}$ 、位相雑音を $\theta_{tx}$ とすると、次のように表される。

$$f_{RF} \angle \theta_{tx}(t)$$

$$\theta_{tx}(t) = \theta_{RFtx}(t) + \theta_{IFtx}(t)$$

[0056] 無線受信装置151で受信される受信信号Bは、送信無線部120で加えられた位相雑音の他に、伝搬路での位相雑音や周波数誤差が加わるため、図2Bに示す周波数特性を持ち、受信時の周波数を $f'_{RF}$ 、位相雑音を $\theta'_{RF}$ とすると、次のように表すことができる。

$$f'_{RF} \angle \theta'_{RF}(t)$$

$$f'_{RF} = f_{RF} + f'$$

$$\theta'_{RF}(t) = \theta_{tx}(t) + \theta_c(t)$$

なお、伝搬路で生じた周波数誤差を $f'$ 、伝搬路で生じた位相誤差を $\theta_c$ とする。

[0057] アンテナ152で受信された無線信号Bは、増幅器153にて増幅され、分配器154で変調信号ブランチおよびパイロットブランチという2方向に分配される。

[0058] パイロットブランチでは、分配器154にて分配された信号は、バンドパスフィルタ155でパイロット信号成分Cのみが抽出され、図2Cに示す周波数特性を持つ。この抽出されたパイロット信号成分Cは、増幅器156にて増幅された後、周波数乗算器157に与えられる。

[0059] 周波数乗算器157は、局部発振部159の局部発振信号が分配器158によって分配された信号を用いて、増幅器156にて増幅された信号を周波数乗算し、バンドパスフィルタ160に与える。

[0060] バンドパスフィルタ160は、周波数乗算器157より出力された信号から差成分のみの信号である信号Eを抽出する。バンドパスフィルタ160により抽出された信号Eは、図2Eに示す周波数特性を持ち、周波数乗算器161に与えられる。

[0061] バンドパスフィルタ160から周波数乗算器161への入力信号Eの周波数と位相雑音は下記の式で与えられる。

$$(f'_{RF} - f'_{IF}) \angle [\theta_{RF}(t + \tau_p) - \theta_{IF}(t + \tau'_{IF})]$$

[0062] なお、局部発振部159の局部発振信号の周波数を $f_{IF}$ 、位相誤差を $\theta_{IF}$ とし、また、分配器158から周波数乗算器157およびバンドパスフィルタ160を通過して周波数乗算器161に入力されるまでに生じる遅延量を $\tau'_{IF}$ とし、分配器154からバンドパスフィルタ155、增幅器156、周波数乗算器157およびバンドパスフィルタ160を通過して周波数乗算器161に入力されるまでに生じる遅延量を $\tau_p$ とする。

[0063] 一方、変調信号ブランチでは、分配器154で分配された信号は、遅延補正器162にて遅延量 $\tau_s$ を施され、信号Dとして周波数乗算器161へ出力される。なお、遅延補正器162は、 $\tau_s$ が $\tau_p$ に等しくなるように遅延量を付加している。

[0064] この信号Dは、図2Dに示す周波数特性を持ち、周波数と位相雑音は下記の式で与えられる。

$$\begin{aligned} f'_{RF} &\angle \theta_{RF}(t + \tau_s) \\ \tau_s &= \tau_p \end{aligned}$$

[0065] 周波数乗算器161は、信号Dを、バンドパスフィルタ160からの出力信号Eを用いて周波数乗算し、信号Fとして直交復調器163に出力する。

[0066] この信号Fは、図2Fに示す周波数特性を持ち、周波数と位相は下記のようになる。

$$f'_{RF} \angle \theta_{RF}(t + \tau_s) - (f'_{RF} - f'_{IF}) \angle [\theta_{RF}(t + \tau_p) - \theta_{IF}(t + \tau'_{IF})] = f'_{IF} \angle \theta_{IF}(t + \tau'_{IF})$$

[0067] これは、信号Fには、受信時に含まれていた周波数誤差 $\tau'$ と位相雑音 $\theta_{RF}$ は除去され、系内で生じた位相誤差 $\theta_{IF}$ のみが残っていることを示している。

[0068] 直交復調器163は、信号Fを、分配器158にて分配された後に遅延補正器164にて遅延量 $\tau_{IFp}$ が施された信号Gを用いて直交復調し、信号Hとして受信ベースバンド部170へ出力する。なお、遅延補正器164は、分配器158から周波数乗算器157、バンドパスフィルタ160および周波数乗算器161を通過して直交復調器163に入力

されるまでに生じる遅延量を  $\tau_{IF_s}$  とすると、 $\tau_{IF_p}$  と  $\tau_{IF_s}$  が等しくなるように遅延を付加している。

- [0069] 遅延補正器164の出力信号Gは、図2Gに示す周波数特性を持ち、次の式で表される。

$$f_{IF} < \theta_{IF} (t + \tau_{IF_p})$$

- [0070] また、周波数乗算器161の出力信号Fは、上記のとおり、

$$f_{IF} < \theta_{IF} (t + \tau_{IF})'$$

で表される。

- [0071] ここで、 $\tau_{IF_p}$  と  $\tau_{IF_s}$  とが等しいことから、信号Gと信号Fとは、全く同一の周波数と位相雑音を持っている。そのため、周波数誤差と位相雑音を完全に除去することができるので、信号Hは、周波数誤差および位相雑音が完全に除去され、図2Hに示す周波数特性を持つ。この信号Hは、直交復調後のベースバンド信号を示している。

- [0072] 以上のように、無線送信装置101は、送信信号の中心周波数にパイロット信号がのるよう多重して送信し、無線受信装置151は、受信信号と同じ周波数誤差と位相雑音を持ったパイロット信号で周波数乗算を行い、かつ、系内で発生する位相雑音に関しても同じ位相雑音を持った信号を用いて直交復調を行う。そのため、受信信号に含まれる周波数誤差と位相誤差を除去することができるとともに、系内で発生する位相誤差も完全に除去することができる。

- [0073] なお、バンドパスフィルタ155でパイロット信号成分を抽出する際、バンドパスフィルタ155の帯域外の位相雑音は抽出されないため、送信無線部120において抑圧する必要がある。本実施の形態においては、局部発振部121および局部発振部124により抑圧することが可能である。

- [0074] 例えば、局部発振部121および局部発振部124をPLL周波数シンセサイザとして構成することができる。この場合、PLL周波数シンセサイザのループ帯域幅をバンドパスフィルタ155の帯域幅以下に設計することで、バンドパスフィルタ155の通過帯域外に存在する局部発振部121および局部発振部124の位相雑音を抑圧することができるとなり、局部発振部121および局部発振部124で発生する位相雑音を除去することができる。

[0075] このように実施の形態1によれば、無線受信装置151に、中心周波数に信号が載らない変調信号とその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器154と、分配器154により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ155と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、局部発振部159にて発生した局部発振信号であって分配器158により2方向に分配した一方の局部発振信号を用いて周波数変換する周波数乗算器157と、分配器154により分配された他方の受信信号に遅延を与える遅延補正器162と、周波数乗算器157にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する周波数乗算器161と、分配器158により2方向に分配された他方の局部発振信号に遅延を与える遅延補正器164と、周波数乗算器161にて周波数乗算された後の受信信号と遅延補正器164にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

[0076] こうすることにより、受信信号と同じ周波数誤差と位相雑音を持ったパイロット信号で周波数乗算を行い、かつ、系内で発生する位相雑音に関しても同じ位相雑音を持った信号を用いて直交復調を行うので、受信信号に含まれる周波数誤差と位相誤差を除去することができるとともに、系内で発生する位相誤差も完全に除去することができる。

[0077] (実施の形態2)

図3は、本実施の形態2に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図3に示す無線システム300の無線受信装置351は、実施の形態1の無線システム100の無線受信装置151と比べて、分配器154とバンドパスフィルタ155との間に、増幅器353を追加した点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0078] 本実施の形態では、変調信号プランチとパイロット信号プランチとを比較すると、パイロット信号プランチではバンドパスフィルタ155およびバンドパスフィルタ160を有し

ているため、NF特性および弱電界時のC/N特性において、変調信号ブランチより劣化していることに着目し、無線受信装置351の受信無線部352において、分配器154とバンドパスフィルタ155との間に、増幅器353を追加した。

- [0079] 受信無線部352では、パイロットブランチにおいて、増幅器353は、分配器154で分配された信号を増幅しバンドパスフィルタ155に与える。
- [0080] バンドパスフィルタ155は、増幅器353にて増幅された信号からパイロット信号成分のみを抽出する。
- [0081] 以上のように、バンドパスフィルタ155の前段に増幅器353を追加することで、パイロットブランチのNF特性および弱電界時のC/N特性を改善することが可能となる。
- [0082] このように実施の形態2によれば、無線受信装置351に、中心周波数に信号が載らない変調信号とその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器154と、分配器154により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ155と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、局部発振部159にて発生した局部発振信号であって分配器158により2方向に分配した一方の局部発振信号を用いて周波数変換する周波数乗算器157と、分配器154により分配された他方の受信信号に、遅延を与える遅延補正器162と、周波数乗算器157にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する周波数乗算器161と、分配器158により2方向に分配された他方の局部発振信号に遅延を与える遅延補正器164と、周波数乗算器161にて周波数乗算された後の受信信号と遅延補正器164にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。
- [0083] さらに、無線受信装置351は、分配器154により分配された前記一方の信号を増幅し、バンドパスフィルタ155へ出力する増幅器353を備える。
- [0084] こうすることにより、パイロットブランチを介して周波数乗算器161に入力される信号(信号E)のNF特性および弱電界時のC/N特性を向上することができるため、位相

雑音特性をさらに向上することができる。

[0085] (実施の形態3)

図4は、本実施の形態3に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図4に示す無線システム400の無線受信装置451は、実施の形態1の無線システム100の無線受信装置151と比べて、増幅器156の代わりに可変利得増幅器453を追加し、周波数乗算器161と直交復調器163との間に、可変利得増幅器454を追加し、受信ベースバンド部170の代わりに受信電力算出部471を備えた受信ベースバンド部470とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

- [0086] 受信電力算出部471は、直交復調器163から出力される信号Hの電力から受信信号の電力を計算する。そして、受信ベースバンド部470は、この計算結果に応じた制御信号を可変利得増幅器453および可変利得増幅器454に与えて、その利得を制御する。
- [0087] こうすることで、制御信号を受けた可変利得増幅器453は、周波数乗算器157への入力レベルを一定にし、可変利得増幅器454は、直交復調器163への入力レベルを一定にすることで、受信ベースバンド部470への入力レベルを一定に保つことができる。
- [0088] 以上のように、受信レベルが変化した際にも受信ベースバンド部への入力レベルを一定に保つことができるため、広い受信レベルに対して動作する無線システムを実現することができる。
- [0089] このように実施の形態3によれば、無線受信装置451に、中心周波数に信号が載らない変調信号とその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器154と、分配器154により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ155と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、局部発振部159にて発生した局部発振信号であつて分配器158により2方向に分配した一方の局部発振信号を用いて周波数変換する周波数乗算器157と、分配器154により分配された他方の受信信号に遅

延を与える遅延補正器162と、周波数乗算器157にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する周波数乗算器161と、分配器158により2方向に分配された他方の局部発振信号に遅延を与える遅延補正器164と、周波数乗算器161にて周波数乗算された後の受信信号と遅延補正器164にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

- [0090] さらに、無線受信装置451は、直交復調器163の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出部471と、周波数乗算器157の前段に配置され、バンドパスフィルタ155が抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅器453と、直交復調器163の前段に設けられ、周波数乗算器161にて周波数乗算された後の信号を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅454とを備える。
- [0091] こうすることにより、アンテナ152にて受信する受信電力が変動しても、その受信電力値に応じた増幅が可能となり、周波数乗算器157への入力レベルおよび直交復調器163への入力レベルを一定にすることができるので、受信電力が変動しても、位相雑音特性の劣化を防止することができる。

[0092] (実施の形態4)

図5は、本実施の形態4に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図5に示す無線システム500の無線受信装置551は、実施の形態3の無線システム400の無線受信装置451と比べて、遅延補正器162の代わりに可変遅延補正器553とし、遅延補正器164の代わりに可変遅延補正器554とし、受信ベースバンド部470の代わりに受信電力算出部471および遅延量算出部571を備える受信ベースバンド部570とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

- [0093] 受信レベルに応じて利得を変化させる可変利得増幅器453および可変利得増幅器454では、利得の変化と同時に、遅延量の変化も生じる。
- [0094] そこで、遅延量算出部571は、可変利得増幅器453および可変利得増幅器454の

利得を制御する受信電力算出部471からの制御信号を用いて、可変遅延補正器553および可変遅延補正器554の遅延量を決定し、それぞれに制御信号を出力する。

- [0095] 制御信号を受けた可変遅延補正器553は、可変利得増幅器453での遅延量の変化を補正し、可変遅延補正器554は、可変利得増幅器454での遅延量の変化を補正する。
- [0096] 以上のように、受信レベルが変化した際にも受信ベースバンド部570への入力レベルを一定に保つことができ、かつ、受信レベルの変化で生じた系内の遅延量の変化に対しても補正することができるので、広い受信レベルに対し安定して動作する無線システムを実現することができる。
- [0097] このように実施の形態4によれば、無線受信装置551に、中心周波数に信号が載らない変調信号とその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器154と、分配器154により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ155と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、局部発振部159にて発生した局部発振信号であって分配器158により2方向に分配した一方の局部発振信号を用いて周波数変換する周波数乗算器157と、分配器154により分配された他方の受信信号に、遅延を与える可変遅延補正器553と、周波数乗算器157にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と可変遅延補正器553にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する周波数乗算器161と、分配器158により2方向に分配された他方の局部発振信号に遅延を与える可変遅延補正器554と、周波数乗算器161にて周波数乗算された後の受信信号と可変遅延補正器554にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。
- [0098] さらに、無線受信装置551は、直交復調器163の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出部471と、前記受信電力値に基づいて遅延量を算出する遅延量算出部571を具備し、可変遅延補正器553および可変遅延補正器554は、前記遅延量に基づいて付加する遅延を変化させる。

[0099] こうすることにより、受信レベルの変化で生じた系内の遅延量の変化に対しても補正することができるので、周波数乗算器161および直交復調器163における入力信号の位相を合わせることができるので、位相雑音特性を向上することができる。

[0100] (実施の形態5)

図6は、本発明の実施の形態5に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図6に示す無線システム600の無線受信装置651は、実施の形態1の無線システム100の無線受信装置151と比べて、直交復調器163の代わりに周波数乗算器653とし、受信ベースバンド部170の代わりに受信ベースバンド部670とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0101] 周波数乗算器653は、周波数乗算器161から出力された信号Fと、遅延補正器164にて遅延を施された信号Gとを乗算して、受信ベースバンド部670へ出力する。受信ベースバンド部670は、この信号を受信処理する。

[0102] このように、本実施の形態によれば、受信無線部652では周波数乗算のみを行い、受信ベースバンド部670で直交復調を行うような方式にも対応でき、直交復調器で生じる直交誤差による通信品質の劣化を抑えることができる。

[0103] (実施の形態6)

図7は、本発明の実施の形態6に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図7に示す無線システム700の無線受信装置751は、実施の形態1の無線システム100の無線受信装置151と比べて、増幅器153と分配器154との間に、可変利得増幅器753を追加し、受信ベースバンド部170の代わりに受信電力算出部771を備える受信ベースバンド部770とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0104] 受信電力算出部771は、直交復調器163から出力される信号Hの電力から受信信号の電力を計算する。そして、受信ベースバンド部770は、この計算結果に応じた制御信号を可変利得増幅器753に与えて、その利得を制御する。

[0105] 可変利得増幅器753は、増幅器153から出力される信号を、受信ベースバンド部7

70より受け取る制御信号に基づいて増幅し、分配器154への入力信号を一定レベルにする。

- [0106] 以上のように、受信信号を分配器154で分配する前に電力調整を行うため、受信信号とパイロット信号とで別個に電力調整を行う必要がなく、簡易な構成で広い受信レベルに対して動作する無線システムを実現することができる。
- [0107] なお、受信電力算出部771と実施の形態3および実施の形態4の受信電力算出部471とは、信号Hの電力から受信信号の電力を計算するものであり、この計算結果の出力する場所が異なるのみであるため、本実施の形態は、実施の形態3および実施の形態4についても適用することができる。
- [0108] このように実施の形態6によれば、無線受信装置751に、中心周波数に信号が載らない変調信号とその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器154と、分配器154により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ155と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、局部発振部159にて発生した局部発振信号であって分配器158により2方向に分配した一方の局部発振信号を用いて周波数変換する周波数乗算器157と、分配器154により分配された他方の受信信号に遅延を与える遅延補正器162と、周波数乗算器157にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する周波数乗算器161と、分配器158により2方向に分配された他方の局部発振信号に遅延を与える遅延補正器164と、周波数乗算器161にて周波数乗算された後の受信信号と遅延補正器164にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。
- [0109] さらに無線受信部751は、直交復調器163の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出部771と、分配器154の前段に設けられ、前記受信信号を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅器753とを備える。

[0110] こうすることにより、受信信号を分配器154で分配する前に電力調整を行うため、受信信号とパイロット信号とで別個に電力調整を行う必要がなく、簡易な構成で直交復調器163への入力レベルを一定にすることができる。

[0111] (実施の形態7)

図8は、本実施の形態7に係る無線システムの構成を示すブロック図である。なお、図7に示す無線システム800の無線受信装置851は、実施の形態1の無線システム100の無線受信装置151と比べて、直交復調器163の後段に可変利得増幅器853と可変利得増幅器854を追加し、受信ベースバンド部170の代わりに受信電力算出部871を備えた受信ベースバンド部870とした点のみが異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0112] 受信ベースバンド部870は、直交復調器163から信号Hを受け取り、受信電力演算部871にて、信号Hの電力を計算する。そして、受信ベースバンド部870は、この計算結果に応じた制御信号を可変利得増幅器853および可変利得増幅器854に与えて、それらの利得を制御する。こうすることで、広い範囲の受信レベル変動に対応することが可能となる。

[0113] このように実施の形態7によれば、無線受信装置851に、中心周波数に信号が載らない変調信号とその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器154と、分配器154により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ155と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、局部発振部159にて発生した局部発振信号であつて分配器158により2方向に分配した一方の局部発振信号を用いて周波数変換する周波数乗算器157と、分配器154により分配された他方の受信信号に遅延を与える遅延補正器162と、周波数乗算器157にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する周波数乗算器161と、分配器158により2方向に分配された他方の局部発振信号に遅延を与える遅延補正器164と、周波数乗算器161

にて周波数乗算された後の受信信号と遅延補正器164にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。

[0114] さらに無線受信装置851は、直交復調器163の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出部871と、直交復調部163にて直交復調された信号を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅部853および可変利得増幅部854とを備える。

[0115] こうすることにより、受信電力が変動しても、位相雑音特性の劣化を防止することができる。

[0116] (実施の形態8)

図9は、実施の形態8に係る無線システムの構成を示すブロック図である。図9に示す無線システム900の無線受信装置951は、実施の形態1の無線受信装置151に比べて、分配器154の後段に帯域制限フィルタ953を有する点で異なり、その他の構成は同様である。したがって、以下では、同様の構成については説明を省略し、異なる点についてのみ説明する。

[0117] ここで信号Dのようにパイロット信号成分が中心周波数に載っている場合、DCオフセットが生じている可能性があり、受信特性が劣化するおそれがある。

[0118] そこで、帯域制限フィルタ953は、分配器154から受け取る信号から、パイロット信号成分のみを除去するように設定されている。そのため、本実施の形態における遅延補正器162からの出力信号である信号Dは、中心周波数領域にあるパイロット信号成分に相当するピークがない状態となっている。

[0119] そして、周波数乗算器161においては、中心周波数領域にあるパイロット信号成分に相当するピークが除去されている信号Dと、信号Eとを掛け合わせて直交復調器163に与える。こうすることにより、変調信号ブランチの帯域制限フィルタ953により周波数乗算器161に入力される信号における中心周波数領域にあるパイロット信号成分に相当するピークが除去されるため、その周波数乗算器161に入力される信号におけるDCオフセットの影響を除去することができる。そのため、周波数乗算器161から直交復調器163へ入力される信号において歪みが発生するのを防止することができる。

きるので、受信特性を向上することができる。すなわち、DCオフセットに起因して生じる歪みの発生を防止することにより、受信特性を向上することができる。

- [0120] このように実施の形態8によれば、無線受信装置951に、中心周波数に信号が載らない変調信号とその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナ152と、アンテナ152にて受信した受信信号を2方向に分配する分配器154と、分配器154により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出するバンドパスフィルタ155と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、局部発振部159にて発生した局部発振信号であって分配器158により2方向に分配した一方の局部発振信号を用いて周波数変換する周波数乗算器157と、分配器154により分配された他方の受信信号に遅延を与える遅延補正器162と、周波数乗算器157にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と遅延補正器162にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する周波数乗算器161と、分配器158により2方向に分配された他方の局部発振信号に遅延を与える遅延補正器164と、周波数乗算器161にて周波数乗算された後の受信信号と遅延補正器164にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調器163とを設けた。
- [0121] さらに無線受信装置951は、遅延付加器162の前段に設けられ、分配器154により分配された前記他方の受信信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を取り除く制限帯域フィルタ953を備える。
- [0122] こうすることにより、帯域制限フィルタ953により周波数乗算器161に入力される信号における中心周波数領域にあるパイロット信号成分に相当するピークが除去されるため、その周波数乗算器161に入力される信号におけるDCオフセットの影響を除去することができる。そのため、直交復調器163へ入力される信号において歪みが発生するのを防止することができるので、受信特性を向上することができる。なお、上記説明においては分配器154と遅延付加器162との間に帯域制限フィルタ953を設けたが、これに限定されるものではなく、遅延付加器162と周波数乗算器161との間に配設しても同様の効果が得られる。

[0123] 本明細書は、2004年3月25日出願の特願2004-089726に基づく。この内容はすべてここに含めておく。

#### 産業上の利用可能性

[0124] 本発明無線システムおよび無線通信装置は、受信信号に重畳された位相雑音を除去するとともに、受信無線部の系内で生じる位相雑音も除去することにより、位相雑音特性を向上するものとして有用である。

## 請求の範囲

- [1] 中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とを多重した無線信号を送信する送信手段を具備する無線送信装置と、

前記無線信号を受信するアンテナと、前記アンテナにて受信した受信信号を2方向に分配する第1の分配手段と、前記第1の分配手段により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出する抽出手段と、局部発振信号発生手段からの局部発振信号を2方向に分配する第2の分配手段と、抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、前記第2の分配手段により分配された一方の局部発振信号を用いて周波数変換する第1の周波数乗算手段と、前記第1の分配手段により分配された他方の受信信号に遅延を与える第1の遅延付加手段と、前記第1の周波数乗算手段にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と前記第1の遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する第2の周波数乗算手段と、前記第2の分配手段により分配された他方の局部発振信号に遅延を与える第2の遅延付加手段と、前記第2の周波数乗算手段にて周波数乗算された後の受信信号と前記第2の遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調手段と、を具備する無線受信装置と、

を備える無線システム。

- [2] 中心周波数に信号が載らない変調信号と前記中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号とが多重された無線信号を受信するアンテナと、

前記アンテナにて受信した受信信号を2方向に分配する第1の分配手段と、

前記第1の分配手段により分配された一方の受信信号から前記パイロット信号に対応する信号成分を抽出する抽出手段と、

局部発振信号発生手段からの局部発振信号を2方向に分配する第2の分配手段と

抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を、前記第2の分配手段により分配された一方の局部発振信号を用いて周波数変換する第1の周波数乗算手段と、

前記第1の分配手段により分配された他方の受信信号に遅延を与える第1の遅延付加手段と、

前記第1の周波数乗算手段にて周波数変換された前記パイロット信号に対応する信号成分と前記第1の遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の受信信号とを周波数乗算する第2の周波数乗算手段と、

前記第2の分配手段により分配された他方の局部発振信号に遅延を与える第2の遅延付加手段と、

前記第2の周波数乗算手段にて周波数乗算された後の受信信号と前記第2の遅延付加手段にて遅延が付加された前記他方の局部発振信号とを周波数乗算し、かつ、直交復調を行う直交復調手段と、

を具備する無線受信装置。

[3] 前記第1の分配手段により分配された前記一方の受信信号を増幅し、前記抽出手段へ出力する増幅手段を具備する請求項2記載の無線受信装置。

[4] 前記直交復調手段の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出手段と、

前記第1の周波数乗算手段の前段に配置され、前記抽出手段が抽出した前記パイロット信号に対応する信号成分を前記受信電力値に応じて増幅する第1の可変利得増幅手段と、

前記直交復調手段の前段に設けられ、前記第2の周波数乗算手段にて周波数乗算された後の信号を前記受信電力値に応じて増幅する第2の可変利得増幅手段と、

を具備する請求項2記載の無線受信装置。

[5] 前記直交復調手段の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出手段と、

前記分配手段の前段に設けられ、前記受信信号を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅手段と、

を具備する請求項2記載の無線受信装置。

[6] 前記直交復調手段の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出手段と、

前記受信電力値に基づいて遅延量を算出する遅延量算出手段を具備し、

前記第1の遅延付加手段および前記第2の遅延付加手段は、前記遅延量に基づいて付加する遅延を変化させる請求項2記載の無線受信装置。

[7] 前記直交復調手段を、前記第2の周波数乗算手段の出力信号と前記第2の遅延付加手段の出力信号とを周波数乗算する他の周波数乗算手段とする請求項2記載の無線受信装置。

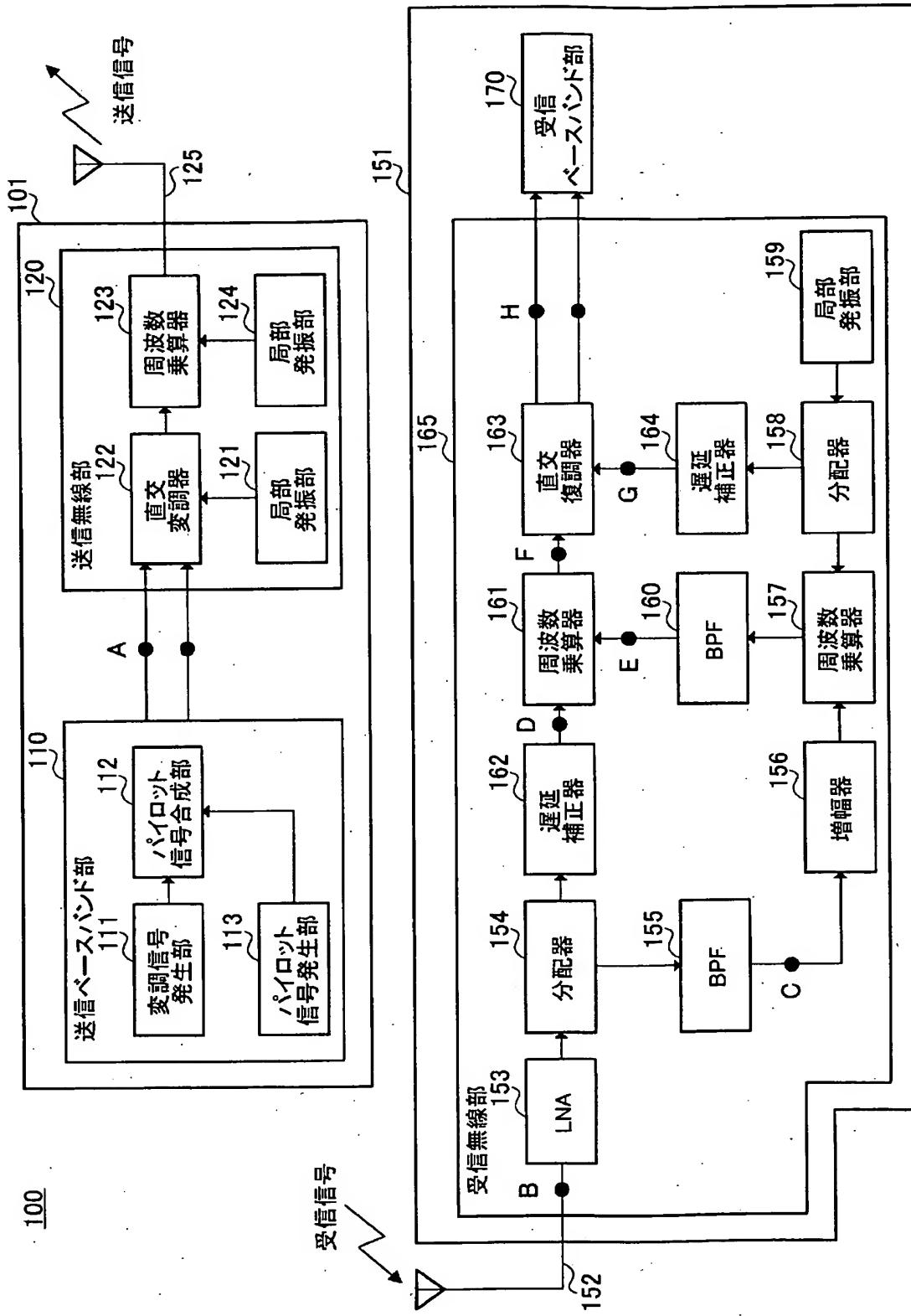
[8] 前記直交復調手段の出力信号の振幅に基づいて、前記受信信号の受信電力値を算出する受信電力算出手段と、

直交復調手段にて直交復調された信号を前記受信電力値に応じて増幅する可変利得増幅手段と、

を具備する請求項2記載の無線受信装置。

[9] 前記第1の遅延付加手段の前段に設けられ、前記第1の分配手段により分配された前記他方の受信信号からその中心周波数と同一の中心周波数を持つパイロット信号に対応する信号成分を取り除く制限帯域フィルタを具備する請求項2記載の無線受信装置。

[図1]



[図2]

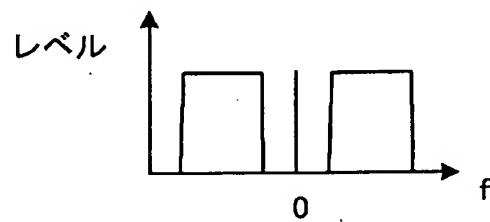


図 2A

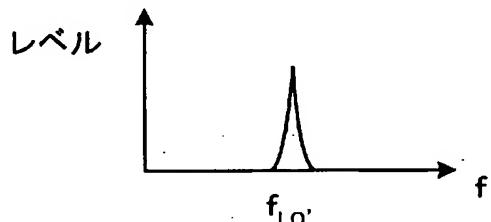


図 2E

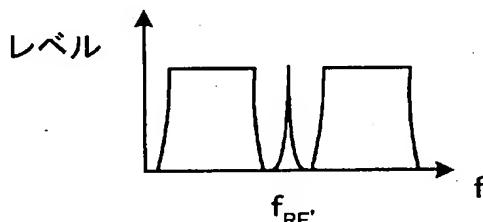


図 2B

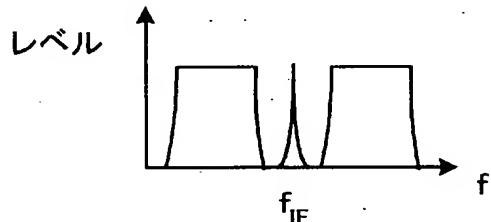


図 2F

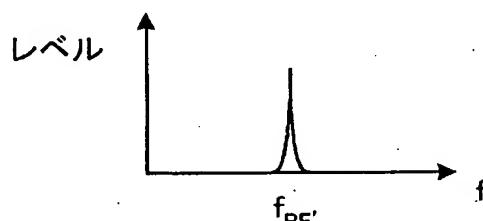


図 2C

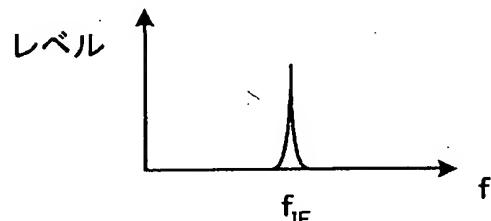


図 2G

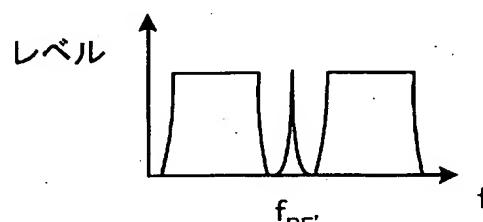


図 2D

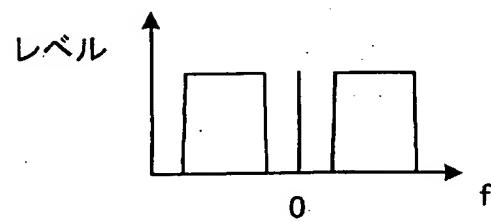
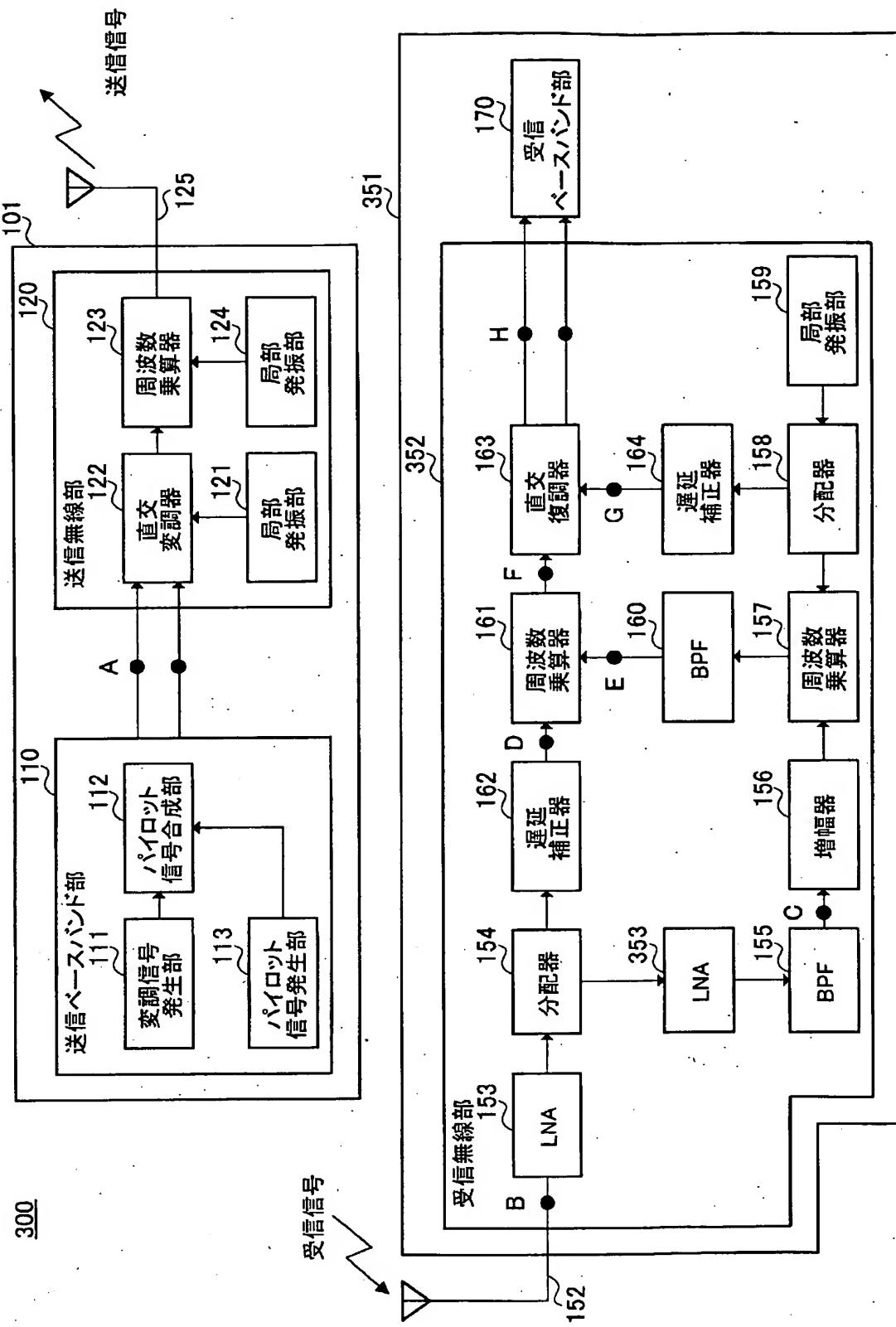
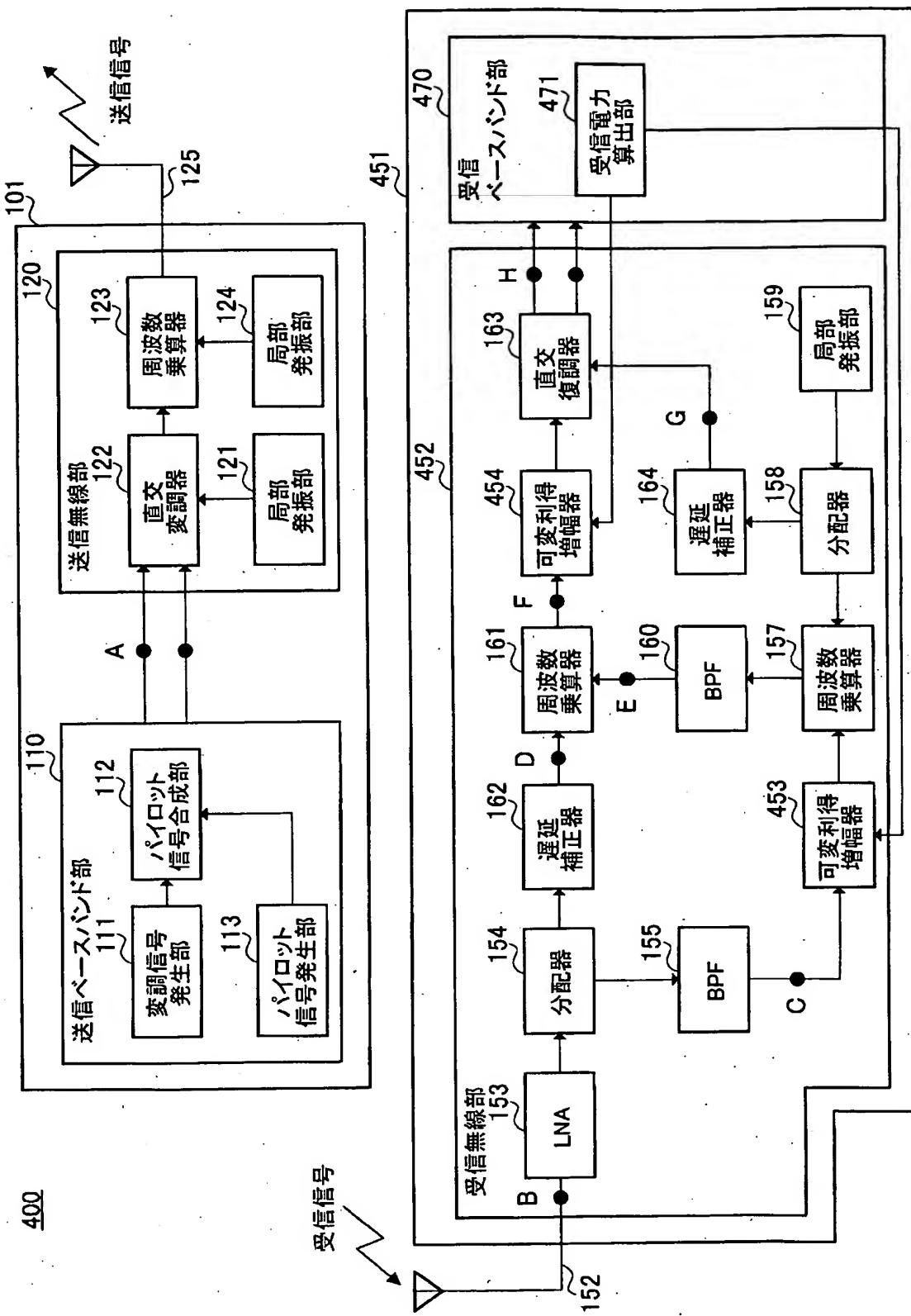


図 2H

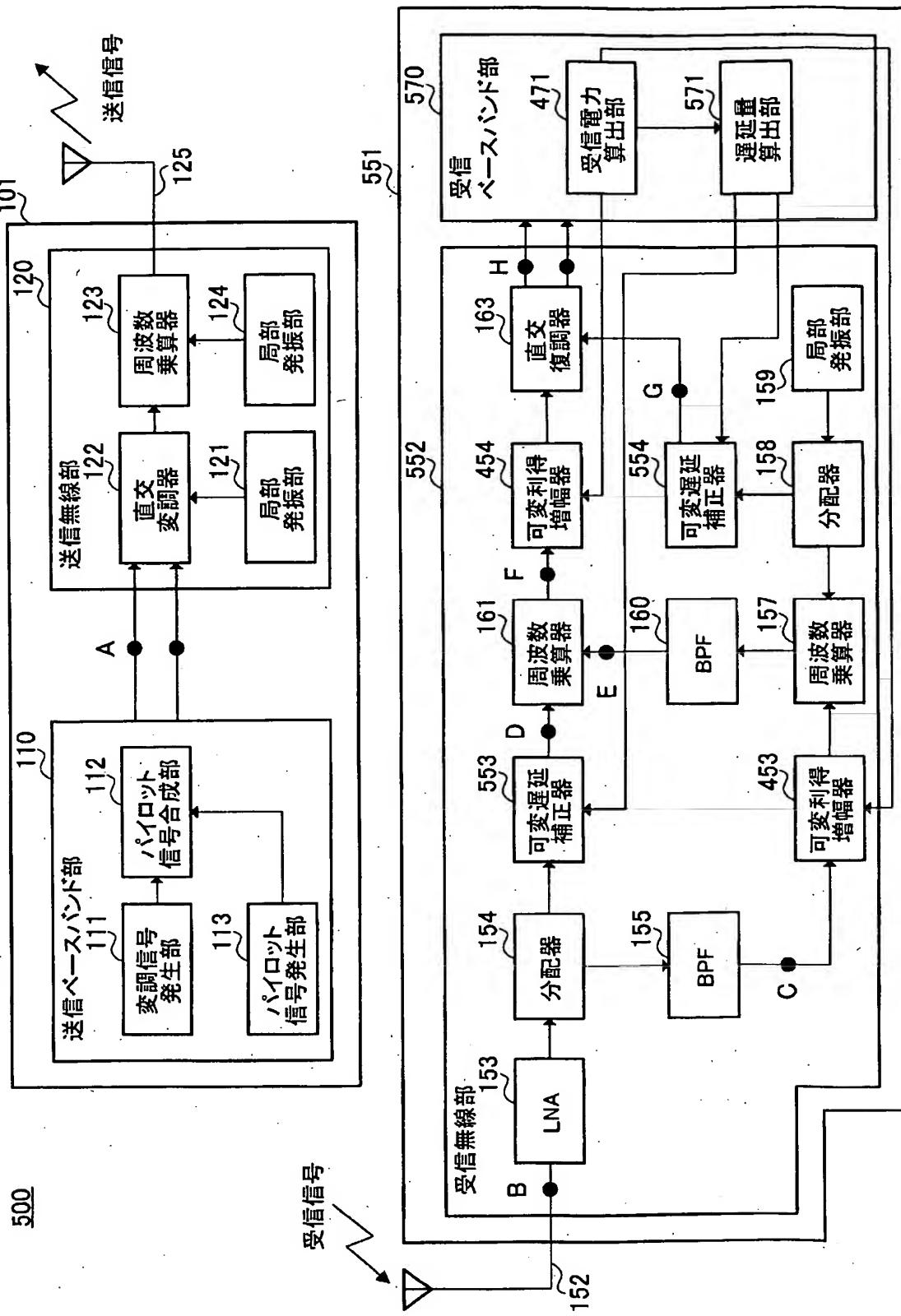
[図3]



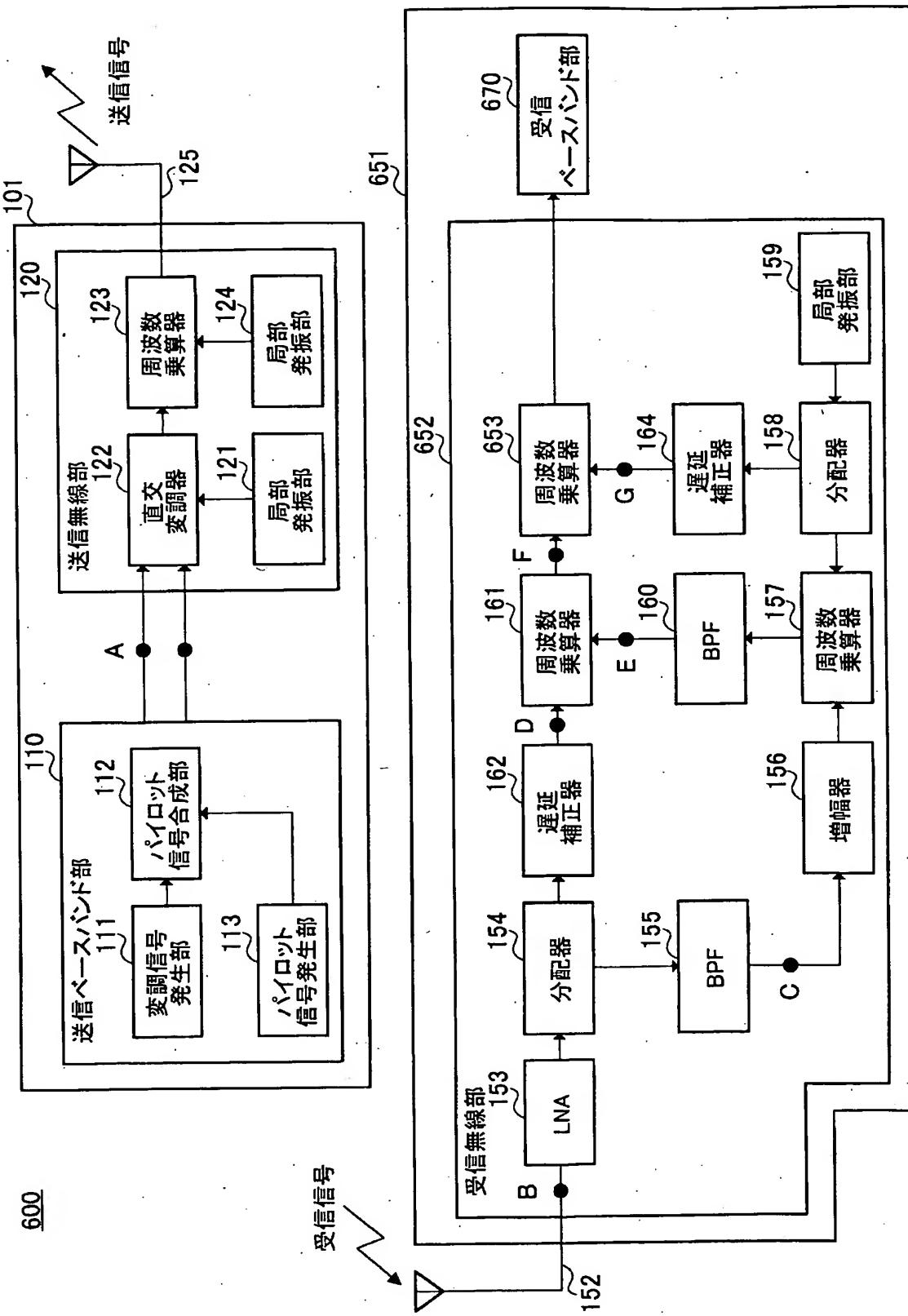
[図4]



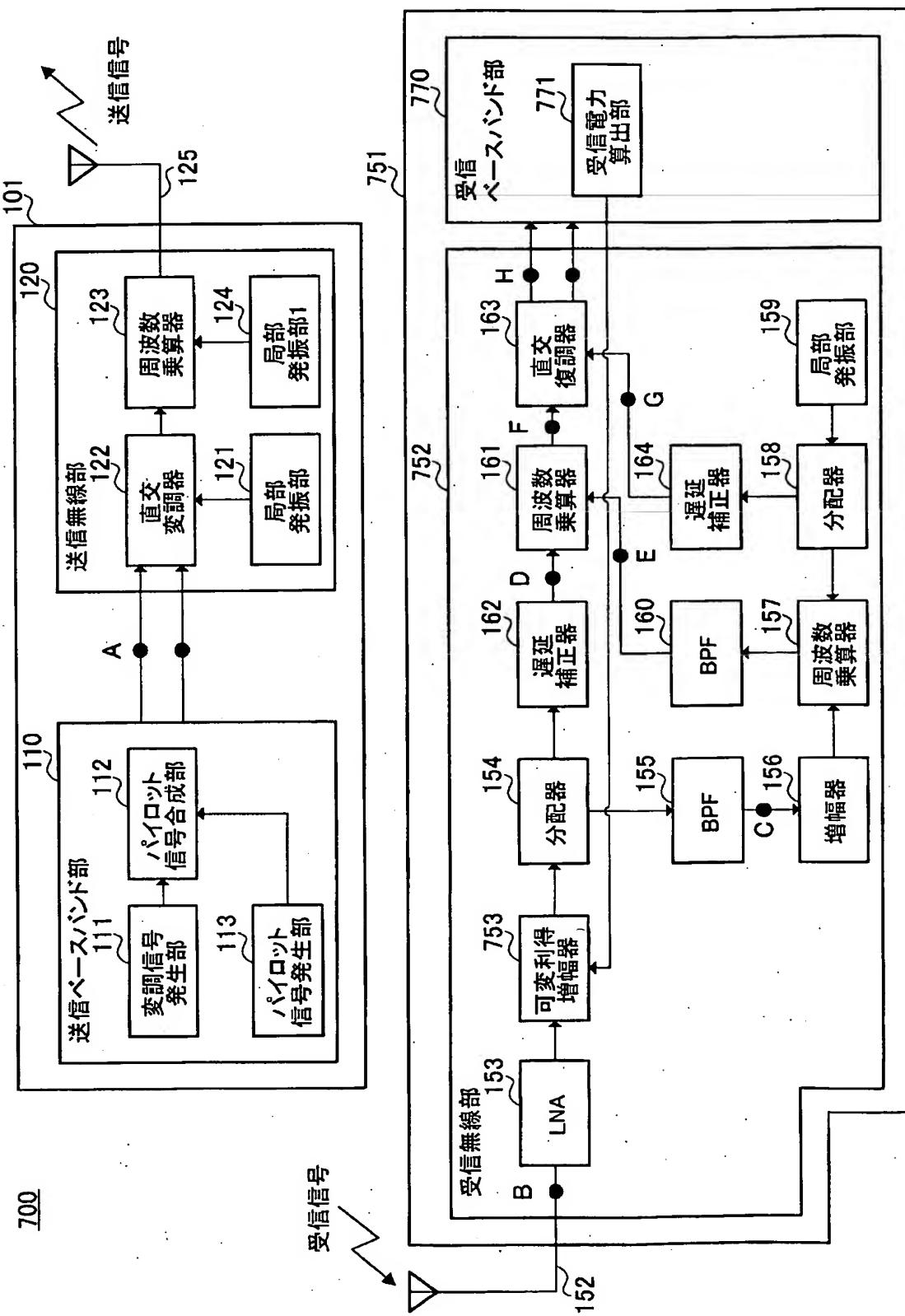
[図5]



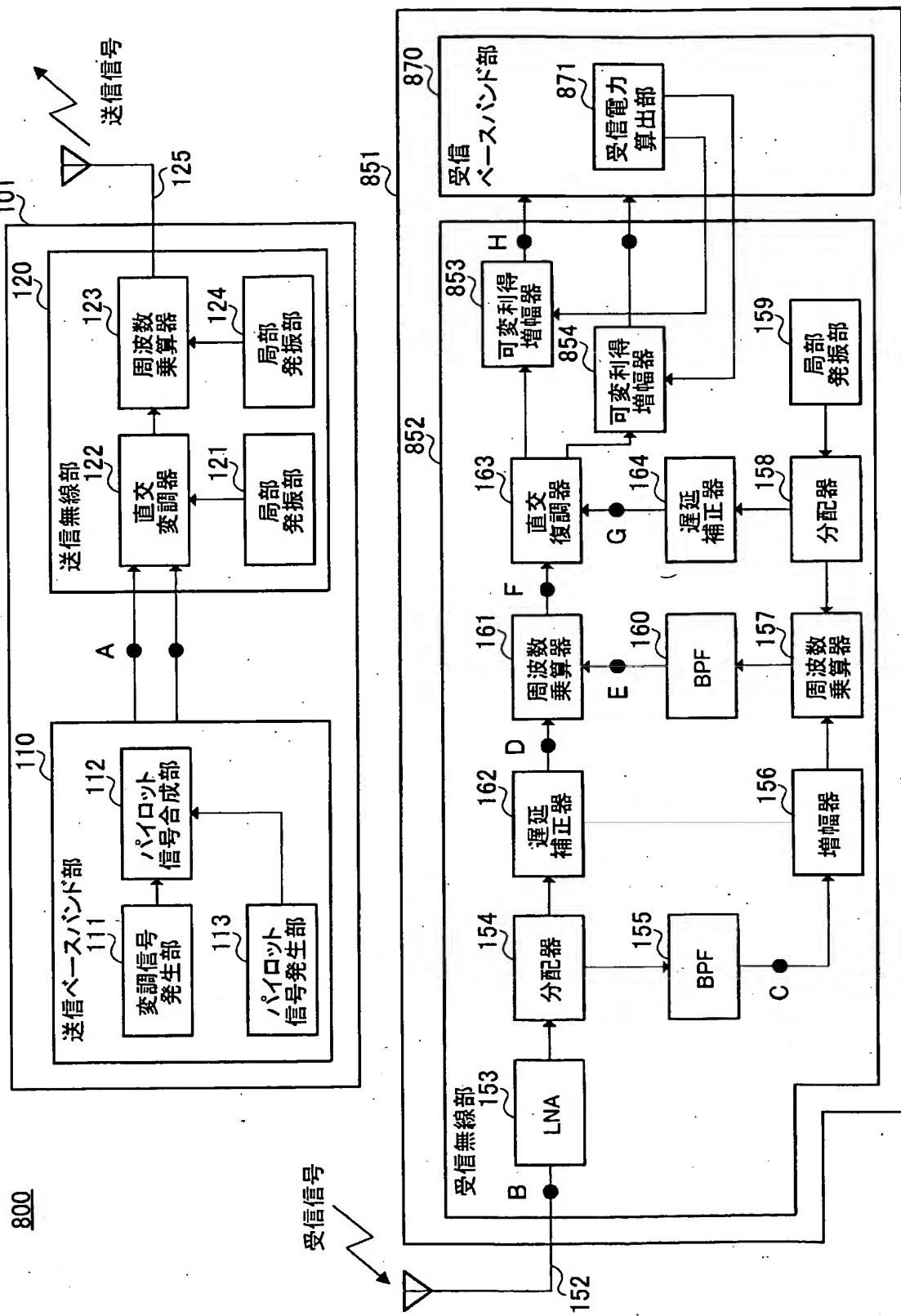
[図6]



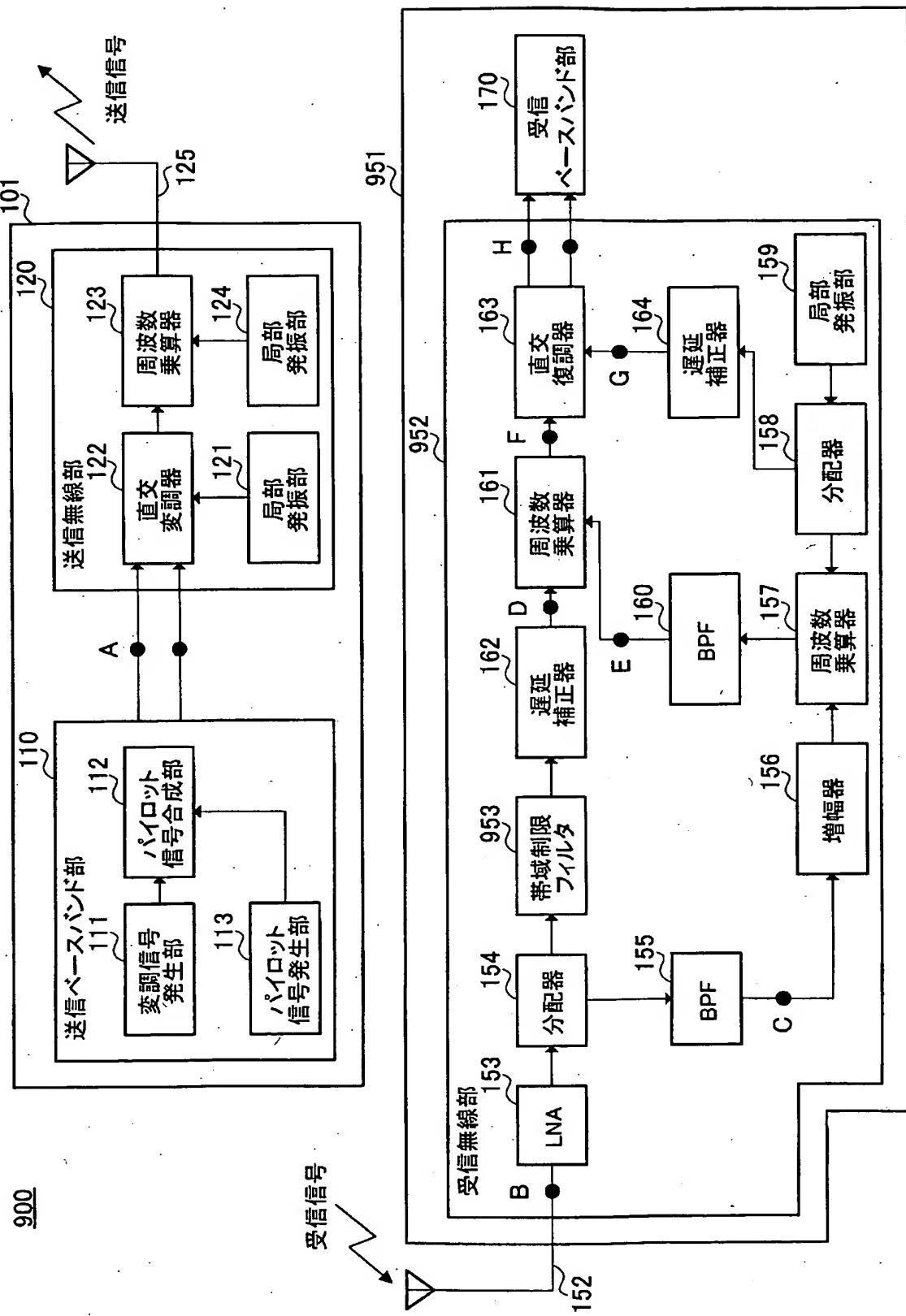
[図7]



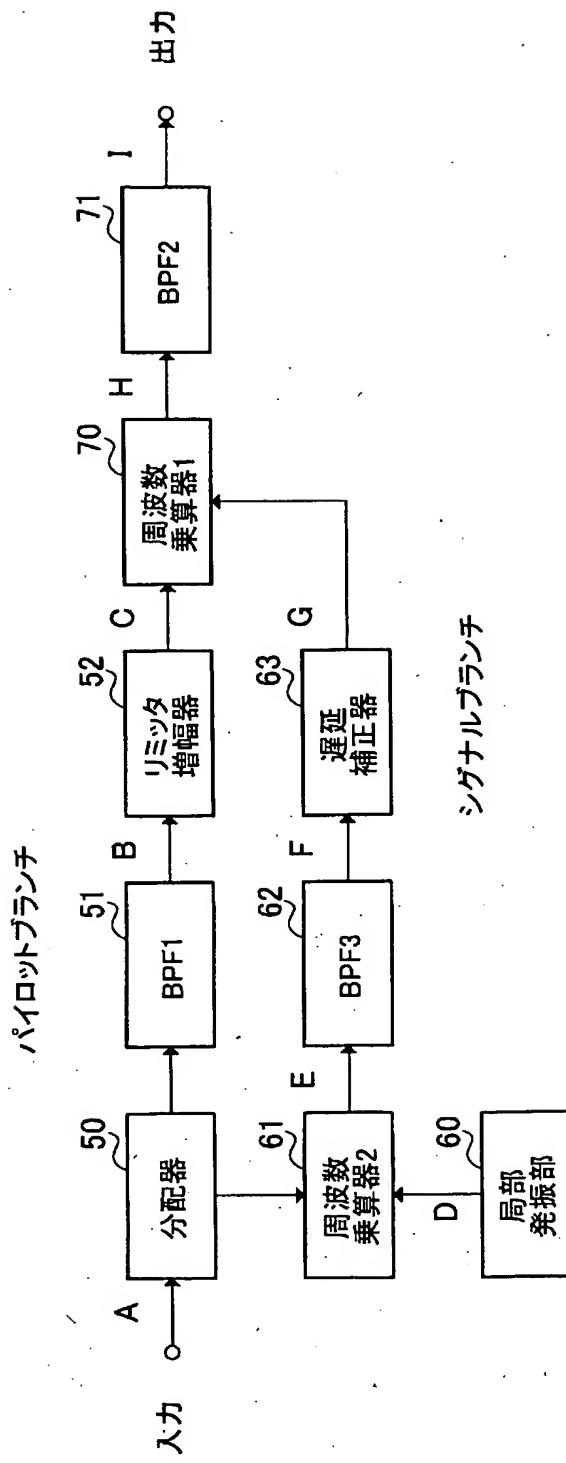
[図8]



[図9]

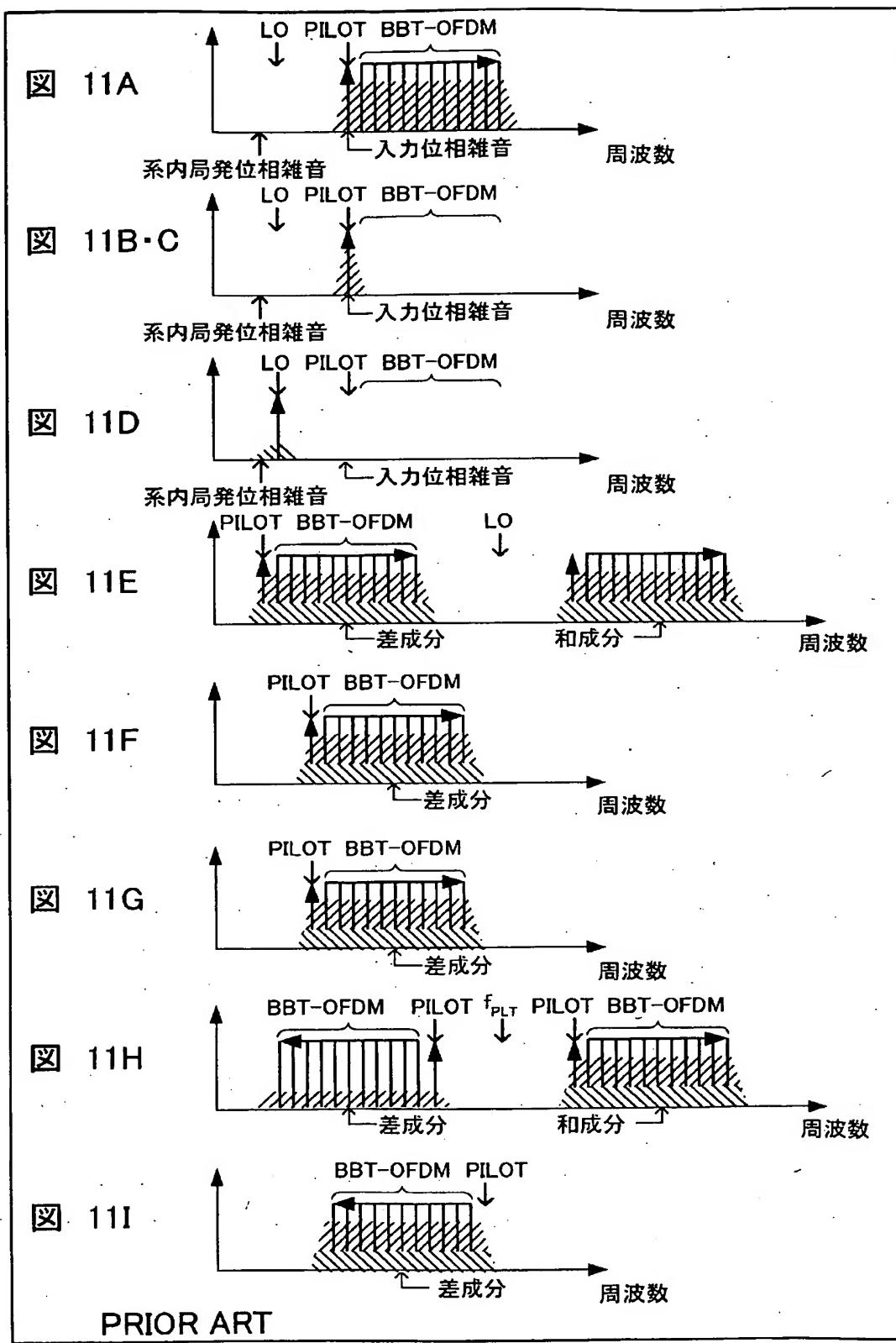


[図10]



PRIOR ART

[図11]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/005237

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int.Cl<sup>7</sup> H04J11/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Tokoku Koho	1996-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2005	Tokoku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 09-270765 A (Victor Company Of Japan, Ltd.), 14 October, 1997 (14.10.97), Par. Nos. [0020], [0023], [0037] & EP 788265 A2	1-9
A	JP 10-065644 A (Nippon Hosso Kyokai), 06 March, 1998 (06.03.98), Figs. 2, 4 (Family: none)	1-9
A	JP 2002-152158 A (Hitachi Kokusai Electric Inc.), 24 May, 2002 (24.05.02), Fig. 5 (Family: none)	1-9

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	
"A"	document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E"	earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L"	document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O"	document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P"	document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T"	later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X"	document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y"	document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&"	document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
13 June, 2005 (13.06.05)Date of mailing of the international search report  
28 June, 2005 (28.06.05)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/005237

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A A	JP 10-303852 A (Nippon Hoso Kyokai), 13 November, 1998 (13.11.98), Fig. 4 (Family: none)	1-9
A	JP 2001-203663 A (Victor Company Of Japan, Ltd.), 27 July, 2001 (27.07.01), Fig. 4 (Family: none)	1-9
A	JP 2000-092142 A (Hitachi Denshi, Ltd.), 31 March, 2000 (31.03.00), Fig. 1 & EP 986207 A2 & US 6813326 B1	1-9
A	JP 11-355242 A (Victor Company Of Japan, Ltd.), 24 December, 1999 (24.12.99), Fig. 3 (Family: none)	1-9